

$\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下非数据辅助的误差矢量幅度性能分析

杨凡^{1,2}, 曾孝平¹, 毛海伟¹, 简鑫¹, 杜得荣¹, 谭晓衡¹, 高乙文³

(1. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆金美通信有限责任公司, 重庆 400030;
3. 中国移动通信集团重庆有限公司, 重庆 400044)

摘 要: $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下系统性能预测是无线通信中一个具有挑战性的问题, 严重影响着传输机制设计。针对此问题, 提出一种采用非数据辅助的误差矢量幅度 (NDA-EVM, nondata-aided error vector magnitude) 对 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道进行性能分析的理论方法。选取 NDA-EVM 作为反映信道变化的评估参量, 采用最大似然准则推导阴影衰落信道下不同调制阶数 NDA-EVM 统一的计算模型, 并以衰落因子为中间变量, 建立 NDA-EVM 与 $\kappa - \mu$ 分布的联系, 据此推导 NDA-EVM 在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的理论下限, 并化简给出几种典型信道的性能界限。对所得结论进行理论分析和数值仿真模拟, 结果表明: 相较传统的 DA-SNR (data-aided signal to noise ratio) 和 DA-EVM (data-aided error vector magnitude), NDA-EVM 对 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的评估具有最小均方根误差; 推导的下限与理论值有很高的吻合度, 特别是在低 SNR 时为紧下界; 下限与 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道参数均呈负相关特性, 对信道变化非常敏感。

关键词: $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道; 性能下限; 非数据辅助; 误差矢量幅度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018088

Nondata-aided error vector magnitude performance analysis over $\kappa - \mu$ shadowed fading channel

YANG Fan^{1,2}, ZENG Xiaoping¹, MAO Haiwei¹, JIAN Xin¹, DU Derong¹, TAN Xiaoheng¹, GAO Yiwen³

1. The College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China
2. Chongqing Jinmei Communication Co., Ltd., Chongqing 400030, China
3. China Mobile Group Chongqing Co., Ltd., Chongqing 400044, China

Abstract: The performance prediction of wireless system over $\kappa - \mu$ shadowed fading channels was a challenging problem of wireless communications, which affects transmission scheme design seriously. To solve this problem, a novel method of quantifying the $\kappa - \mu$ shadowed fading channels performance based on nondata-aided error vector magnitude (NDA-EVM) was proposed. NDA-EVM was considered as a new metric to evaluate the change of the channels. The unified model to calculate different modulation order of NDA-EVM was analytically derived by maximum likelihood criterion. Moreover, the relationship between the $\kappa - \mu$ distribution and the NDA-EVM was built by using the attenuation factor of the channel as intermediate variable. Thereafter, the lower bounds of the NDA-EVM over the $\kappa - \mu$ shadowed fading channels were formulated, which was also simplified for various typical channels. The theoretical analysis was taken, moreover, numerical results were also conducted to verify the effectiveness of the derived formulation. It shows that NDA-EVM estimation has the lest root mean square error than data-aided signal to noise ratio (DA-SNR) estimation and error vector magnitude (DA-EVM) estimation over the $\kappa - \mu$ shadowed fading channels. The derived lower bounds closely match the theoretical values, especially at low SNR. In addition, the lower bounds are negatively related to all of the parameters of the $\kappa - \mu$ shadowed fading channels, which make it sensitive to the change of the fading channels.

Key words: $\kappa - \mu$ shadowed fading channels, performance lower bounds, nondata-aided, error vector magnitude

收稿日期: 2017-10-03; 修回日期: 2018-03-28

通信作者: 曾孝平, zxp@cqu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.91438104, No.61501065, No.61601067, No.61571069); 重庆市基础科学与前沿技术研究专项一般基金资助项目 (No.CSTC2016JCYJA0021); 中央高校基本科研业务基金资助项目 (No.106112016CDJXY160001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.91438104, No.61501065, No.61601067, No.61571069), The Chongqing Research Program of Basic Research and Fourier Technology (No.CSTC2016JCYJA0021), The Fundamental Research Funds of the Central Universities (No.106112016CDJXY160001)

1 引言

$\kappa - \mu$ 阴影衰落信道作为一种广义的衰落信道, 由 Yacoub^[1]首次提出, 它具有与实际信道测试数据一致性好且能退化为多种典型衰落信道 (Rice 信道和 Nakagami-m 信道等) 的特点^[2]。 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下的性能预测可为自适应调制策略设计、传输容量优化等无线通信中的关键技术提供有效的理论参考而受到国内外的广泛关注。但由于在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下尚未给出理论的性能界限, 无法给实际的系统设计提供有效的理论依据, 因此, 如何选择信道评估参量并在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下进行性能分析就成为研究的核心问题。

信道质量分析的关键在于评估信道的物理量能够实时准确地反映信道变化。一般常采用误比特率 (BER, bit error rate) 和接收符号的信噪比 (SNR, signal to noise ratio) 来进行准静态信道的质量评估^[3], 而应用在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下, BER 因为需要根据译码后的结果进行统计, 统计结果远滞后于信道变化; SNR 估计常依赖于辅助数据 (如前导符号和导频符号) 完成, 也存在由于辅助数据间的固定时间间隔导致信道评估的非实时性误差。随着研究的深入, 研究人员提出将误差矢量幅度 (EVM, error vector magnitude) 作为特征参量, 在时变衰落信道下评估信道质量的变化^[4-6]。将 EVM 应用于评估信道质量的研究尚处于起步阶段, 有限的研究也仅基于辅助数据符号的 EVM (DA-EVM, data-aided error vector magnitude) 的测试与计算^[7-9], 并没有从理论上建立衰落信道下 EVM 的数学模型, 无法推广到更为一般的 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道中; 文献[10]利用 SNR 作为中间变量, 推导了 DA-EVM 在基于 MRC 传输模型下 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的理论表达式, 并在此基础上进行退化, 给出了几种典型信道下的 DA-EVM 闭合式, 文献[10]首次建立了利用 DA-EVM 分析 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的理论体系架构, 但由于辅助数据固定间隔带来的非实时统计误差, 文献[10]中 DA-EVM 的解析式不能有效地应用于 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下的快时变场景。针对上述问题, 并考虑到实际通信系统多采用非辅助数据接收, 有学者提出采用非辅助数据符号的 EVM (NDA-EVM, nondata-aided error vector magnitude) 对衰落信道进行分析^[11]。NDA-EVM 有以下优点: 1) NDA-EVM 对于无线信道衰落极为敏感, 衰落引起接收符号的细

微变化即会引起 NDA-EVM 较大的波动; 2) 不同于数据辅助的 SNR 和 EVM 估计, NDA-EVM 估计不需要对比译码后的辅助数据, 这样即使在数据传输失败的场景下, 依然可以获得 NDA-EVM 信息, 并据此预测出当前信道条件下通信系统可能达到的性能 (如误符号率和吞吐量)^[12]。目前, 衰落信道下的 NDA-EVM 理论分析仅针对某些典型信道, 如文献[11]给出了 NDA-EVM 在 Reyleigh 信道下的计算模型, 测试结果表明理论值与实际测试值有很高的一致性, 可对 Reyleigh 衰落信道下系统的性能进行有效预测, 然而文献[11]并未将 NDA-EVM 对典型衰落信道表达式推广至更为一般的 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道, 其难点在于 NDA-EVM 对衰落信道定量分析需要给出闭合的解析式, 而 NDA-EVM 在衰落信道下的建模具有很强的复杂性; 同时 NDA-EVM 对 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道解析式也需要建立 NDA-EVM 与 $\kappa - \mu$ 分布关系, 但此关系迄今依然是一个公开的问题, 尚未有明确的解答。

据此, 本文给出了 SISO 系统中利用 NDA-EVM 分析 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的理论方法。以信道的衰落因子为中间变量, 建立了 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道与 NDA-EVM 的联系; 通过最大似然准则推导了 MQAM 符号在衰落信道下 NDA-EVM 的闭合式; 并在上述基础上给出 NDA-EVM 在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下的理论下限, 通过灵敏度分析进一步研究了信道参数对所推导下限的影响程度。经过仿真模拟, 表明推导的下限值与理论值一致性较好, 特别在低信噪比下有紧下界, 且下限值对信道变化非常敏感, 可为系统接收性能的准确预测提供理论支撑。

2 NDA-EVM 在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道的理论界限

$\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下 NDA-EVM 理论分析的基本思路是以 MQAM 信号在单输入单输出 (SISO, single-input single-output) 系统传输为系统背景, 推导 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下衰落因子的概率密度函数以及 NDA-EVM 的计算模型, 以信道衰落因子为中间变量建立 NDA-EVM 与 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道之间的联系, 由此推导出 NDA-EVM 的理论界限。

2.1 信道衰落因子在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下的概率密度函数

在 SISO 系统中, MQAM 信号在 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下的模型可表示为

$$y = \alpha x + n \quad (1)$$

其中, n 均值为 0、功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的复高斯随机过程, $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$; 信道归一化衰落因子为 α , 信号包络能量 $X = \alpha^2$ 的概率分布函数^[13]为

$$f_{X, \kappa-\mu sh}(x) = \frac{\mu^m m^m (1+\kappa)^\mu x^{\mu-1}}{\Gamma(\mu)(\bar{x})^\mu (\mu\kappa+m)^m} \exp\left(-\frac{\mu(1+\kappa)x}{\bar{x}}\right) {}_1F_1\left(m, \mu, \frac{\mu^2\kappa(1+\kappa)}{\mu\kappa+m} \frac{x}{\bar{x}}\right) \quad (2)$$

其中, $\mu = \frac{E^2\{X\}}{\text{var}\{X\}} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$, $\bar{x} = E\{X\}$, ${}_1F_1(\cdot)$ 为

Kummer 超流函数。由文献[13]的结论和 SISO 系统单天线接收的特性, 式(2)可以表示为

$$f_{Z, \kappa-\mu sh}(z) = \frac{z^{\mu-1}}{\beta^{\mu-m} \delta^m \Gamma(\mu)} \Phi_2^{(2)}\left(\mu-m, m; \mu; \frac{-z}{\beta}, \frac{-z}{\delta}\right) \quad (3)$$

其中, $z = X$, $\beta = \frac{1}{\mu(1+\kappa)}$, $\delta = \frac{\mu\kappa+m}{\mu(1+\kappa)m}$, $m = \frac{\mu(1+\kappa)^2}{(1+2\kappa)^2}$, $\Phi_2^{(2)}(\cdot)$ 为双变量合流超几何函数。

由于 $z = \alpha^2$, 由式(3)可以进一步推出衰落因子 α 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的概率密度函数为

$$f_{\alpha, \kappa-\mu sh}(\alpha) = \frac{2\alpha^{2\mu-1}}{\beta^{\mu-m} \delta^m \Gamma(\mu)} \Phi_2^{(2)}\left(\mu-m, m; \mu; \frac{-\alpha^2}{\beta}, \frac{-\alpha^2}{\delta}\right) \quad (4)$$

2.2 MQAM 信号的 NDA-EVM 闭合解

NDA-EVM 反映了接收符号与发送符号星座点的均方误差, 在实际的系统中, 收发信机的非理想状态(如功放工作在非线性区、载波泄露、IQ 不平衡等)和无线信道衰落是影响系统性能的 2 个典型方面, 均会对 NDA-EVM 的评估产生影响。实际的通信系统, 由于收发信机的工作状态确定, 所以设备的非理想状态对 NDA-EVM 的影响是固定的, 这种影响可采用射频线缆连接收发信机的方式, 通过仪器准确地度量出来。而信道的随机特性, 信道衰落对 NDA-EVM 的影响不是固定的, 是随信道参数改变而变化的。

接收端 NDA-EVM 的误差评估是收发信机的非理想状态和信道衰落这 2 个方面影响的“线性叠加”, 由于这 2 个方面的因素彼此独立, 通过测量得出设备对 NDA-EVM 的影响后, 就可以得出信道变化对 NDA-EVM 的影响。利用接收符号来计算

NDA-EVM, 由于接收符号受设备非理想和信道衰落的影响, 估计出的 NDA-EVM 也反映了这 2 类影响因素的叠加, 在除去测量得到设备非理想状态下的 NDA-EVM, 就可以得出信道对 NDA-EVM 的影响。基于此, 为了方便分析, 本文假设收发信机是理想状态, NDA-EVM 仅受信道衰落影响, 通过 NDA-EVM 来评估信道质量^[11], 它可表示为

$$\xi[M] = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y[i] - \hat{x}[i]|^2}{P_0}} \quad (5)$$

其中, $y[i]$ 是第 i 个接收符号, $\hat{x}[i]$ 是由接收符号通过最大似然准则估计出的发送符号, 为不失一般性, 设 $P_0=1$ 。发送符号 S_i 为 M 阶的 MQAM 符号, 可表示为

$$S_i = (2i-k)b + j(2m-k)b, \quad i, m = 0, 1, \dots, k \quad (6)$$

其中, $k = \sqrt{M} - 1$; b 为归一化幅度, $b = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}$ 。

因为 MQAM 符号实部和虚部具有对称性, 下文仅考虑实部用下标 R 表示, 且省略收/发符号的索引号 i , 简化式(5)为

$$\begin{aligned} \xi[M]^2 &= 2E\{(y_R - \hat{x}_R)^2\} \\ &= 2 \sum_{i=0}^k P(\hat{x}_R = S_{i,R}) \int_{-\infty}^{+\infty} (y_R - S_{i,R})^2 f(y_R | \hat{x}_R = S_{i,R}) dy_R \end{aligned} \quad (7)$$

由式(1)可知 $n = y - \alpha x \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$, 接收符号的实部 y_R 的条件概率密度函数可表示为

$$f(y_R | x_R = S_{i,R}) = \frac{1}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{y_R - \alpha_R S_{i,R}}{\sigma_n}\right) \quad (8)$$

其中, $\varphi(\cdot)$ 为标准正态分布的概率密度函数。在最大似然准则下, 由接收符号 y_R 估计出发送符号为 $\hat{x}_R = S_{i,R}$ 的概率为

$$P(\hat{x}_R = S_{i,R}) = \sum_{j=0}^k P(x_R = S_{j,R}) \int_{D_{i,R}} f(y_R | x_R = S_{j,R}) dy_R \quad (9)$$

其中, $D_{i,R}$ 为发送符号 $S_{i,R}$ 的判决域

$$D_{i,R} = \begin{cases} -\infty < y_R \leq S_{0,R} + b & , \quad i = 0 \\ S_{i,R} - b < y_R \leq S_{i,R} + b & , \quad 1 \leq i \leq k-1 \\ S_{k,R} - b < y_R < \infty & , \quad i = k \end{cases} \quad (10)$$

由于发送符号等概率出现, $P(x_R = S_{j,R}) = \frac{1}{1+k}$ 。 $f(y_R | \hat{x}_R = S_{i,R})$ 可由条件概率求出

$$f(y_R | \hat{x}_R = S_{i,R}) = \frac{\sum_{j=0}^k f(y_R | x_R = S_{j,R})}{\sum_{j=0}^k \int_{D_{iR}} f(y_R | x_R = S_{j,R}) dy_R}, y_R \in D_{i,R} \quad (11)$$

将式(9)和式(11)代入式(7), 可得

$$\begin{aligned} \xi[M]^2 = & \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \lambda_{jk,R}) \varphi \left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \\ & (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \left. \right] + \\ & \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \lambda_{jk,R}) \varphi \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ & (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \left. \right] + \\ & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \lambda_{ji,R}) \varphi \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ & (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \left. \right] - \\ & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \lambda_{ji,R}) \varphi \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ & \left. (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] \left. \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

其中, $Q(\cdot)$ 为互补累计分布函数, $\lambda_{ji,R} = -S_{i,R} + \alpha_R S_{j,R}$ 。至此, 式(12)给出了衰落信道下各调制阶数 $NDA-EVM$ 的统一计算模型。式(12)表示当调制阶数为 M 的星座点被接收端依概率判决在 $D_{i,R}$ 域中 3 个区域时, 每个区域中对应的 EVM 值的累加。

根据其物理意义, $NDA-EVM$ 可分为 2 个部分, 第一部分为式(12)右边中第一和第二个累加项, 表示 $D_{i,R}$ 域中 2 个边缘区域 $D_{0,R}$ 和 $D_{k,R}$ 的 EVM 值, 第二部分为后面 2 个累加项的差, 表示 $1 \leq i \leq k-1$ 的中间区域 $D_{i,R}$ 的 EVM 值。由于第二部分恒为正值, 且远小于第一部分的 EVM 值。由式(12)可以表示为

$$\xi[M]^2 > \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \mu_{jk,R}) \varphi \left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \right] + \right. \\ \left. (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \right\} +$$

$$\sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \mu_{jk,R}) \varphi \left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ \left. (\mu_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \mu_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \right] \left. \right\} \quad (13)$$

考虑到 $\mu_{jk,R} = b[\alpha(j-k) + (\alpha j - k)] < 0$ 和 $Q(x)$ 的单调递减性, 可得

$$Q \left[\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right] > Q \left[\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right]$$

同理, $\varphi \left[\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right] > \varphi \left[\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right]$ 。又由于 $\varphi(x) \leq Q(x)$, 式(13)可以进一步放缩为

$$\xi[M]^2 > \frac{1}{k+1} \sum_{j=0}^k \frac{(\sigma_n - \lambda_{jk,R})^2}{\sqrt{2\pi}} \exp \left(- \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sqrt{2\sigma_n}} \right)^2 \right) \quad (14)$$

根据 Cauchy-Schwarz-Buniakowsky 不等式^[14] $(\sum_{k=1}^n a_k b_k)^2 \leq \sum_{k=1}^n a_k^2 \sum_{k=1}^n b_k^2$, 令 $b_k = 1$, 可得 $(\sum_{k=1}^n a_k)^2 \leq n \sum_{k=1}^n a_k^2$, 由此, 式(14)可表示为

$$\begin{aligned} \xi[M] > & \frac{1}{(k+1)} \exp \left(- \frac{b^2 [(1+k)^2 + 2k(1+k)]}{4\sigma_n^2} \right) \\ & \exp \left(- \frac{b^2 k^2 \alpha^2}{4\sigma_n^2} \right) \left(\sum_{j=0}^k \frac{(\sigma_n + bk)}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}} + \sum_{j=0}^k \frac{-(2j-k)bk}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}} \right) \quad (15) \end{aligned}$$

其中, $\sum_{j=0}^k \frac{-(2j-k)bk}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}} = 0$, 化简式(15)最终可得出

$NDA-EVM$ 的下限为

$$\begin{aligned} \xi[M] > & \exp \left(- \frac{b^2 [(1+k)^2 + 2k(1+k)]}{4\sigma_n^2} \right) \\ & \exp \left(- \frac{b^2 k^2 \alpha^2}{4\sigma_n^2} \right) \frac{(\sigma_n + bk)}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}} \quad (16) \end{aligned}$$

2.3 $\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下 $NDA-EVM$ 的下限

$\kappa - \mu$ 阴影衰落信道下 $NDA-EVM$ 的下限表示在该信道下 $NDA-EVM$ 估计所能达到的最小值, 它反映出当前信道环境 MQAM 信号在最佳接收时的星座点偏移, 由此可以推算出在此信道状态下系统可达到的最优性能 (如自适应调制系统在当前信道条件下的最高调制阶数以及系统可以达到的最低误码率), $NDA-EVM$ 下限可为无线传输系统的设计

提供一个量化指标。

上文推导了衰落因子 α 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的概率密度函数, 以及 *NDA-EVM* 在衰落信道下的解析式, 以衰落因子 α 为中间变量, 可以建立 *NDA-EVM* 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的模型。它可由 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的每一个瞬间衰落对应的 *NDA-EVM* 在该衰落因子 α 概率分布上的加权来量化。即

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} = \int_0^\infty \xi[M] f_{\alpha, \kappa-\mu}(\alpha) d\alpha \quad (17)$$

可以看出式(17)下限可由 *NDA-EVM* 的下限决定, 由此将式(4)、式(16)代入式(17)可得

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \int_0^\infty \exp\left(-\frac{b^2[(1+k)^2+2k(1+k)]}{4\sigma_n^2}\right) \cdot \frac{\sigma_n+bk}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}} \frac{2\alpha^{2\mu-1}}{\beta^{\mu-m}\delta^m\Gamma(\mu)} \Phi_2^{(2)}\left(\mu-m, m, \mu; \frac{-\alpha^2}{\beta}, \frac{-\alpha^2}{\delta}\right) d\alpha \quad (18)$$

令 $t = \frac{b^2 k^2 \alpha^2}{4\sigma_n^2}$, 将式(18)做积分变量替换后, 可以表示为

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{1}{k^{2p}} \frac{\tau(k)h(k)^{\mu-p}}{\beta^{\mu-m}\delta^m\Gamma(\mu)} \int_0^1 e^{-t^{\mu-p-1}} (\alpha k)^{2p} \Phi_2^{(2)}\left(\mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)t}{\beta}, \frac{-h(k)t}{\delta}\right) dt \quad (19)$$

其中, $\tau(k) = \exp\left(-\frac{b^2[(1+k)^2+2k(1+k)]}{4\sigma_n^2}\right) \frac{\sigma_n+bk}{(2\pi)^{\frac{1}{4}}}$,

$h(k) = \frac{4\sigma_n^2}{b^2 k^2}$ 。在满足 $\alpha \geq \frac{1}{k}$ 的条件下, $(\alpha k)^{2p} \geq 1$ 。

由此, 式(19)可进一步化简为

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{1}{k^{2p}} \frac{\tau(k)h(k)^{\mu-p}}{\beta^{\mu-m}\delta^m\Gamma(\mu)} \int_0^1 e^{-t^{\mu-p-1}} \Phi_2^{(2)}\left(\mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)t}{\beta}, \frac{-h(k)t}{\delta}\right) dt \quad (20)$$

利用文献[15]中 $F_D^{(n)}$ 的性质

$$F_D^{(n)}[a, b_1, \dots, b_n, c, x_1, \dots, x_n] = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_{t=0}^\infty e^{-t} t^{a-1} \Phi_2^{(n)}[b_1, \dots, b_n, c, x_1 t, \dots, x_n t] dt \quad (21)$$

对式(20)进行化简, 最终得到不同调制阶数的

NDA-EVM 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的下限

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{\tau(k)h(k)^{\mu-p}\Gamma(\mu-p)}{k^{2p}\beta^{\mu-m}\delta^m\Gamma(\mu)} F_D^{(2)}\left[\mu-p, \mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta}\right] \quad (22)$$

值得注意的是, 为了满足 $F_D^{(n)}$ 成立的条件, 需满足 $0 < p < \mu$ 。由此, 式(22)的 p 最优值 p^* 可通过对 p 进行优化求取。

$$p^* = \arg \max_{\substack{p^* \in P \\ P \subseteq (0, \mu)}} \left\{ \frac{\tau(k)h(k)^{\mu-p}\Gamma(\mu-p)}{k^{2p}\beta^{\mu-m}\delta^m\Gamma(\mu)} F_D^{(2)}\left[\mu-p, \mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta}\right] \right\} \quad (23)$$

通过数值搜索的方法, 不同调制阶数的 *NDA-EVM* 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的最紧下限可由最优的 p^* 值确定。

2.4 *NDA-EVM* 下限在几种典型信道下的退化

$\kappa-\mu$ 阴影衰落信道可以退化为几种典型的信道, 如 Rice 信道和 Nakagami-m 信道等, 由此也可以得到 *NDA-EVM* 在这几种典型信道下的下限。

1) Rice 信道

当 $\mu=1$ 时, $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道可以化简为 Rice 信道, 此时的 κ 即为莱斯因子。由此可得 $\beta = \frac{1}{(1+\kappa)}$, $\delta = \frac{\kappa+m}{(1+\kappa)m}$, $m = \frac{(1+\kappa)^2}{1+2\kappa}$ 。*NDA-EVM*

在 Rice 信道的下限可以简化为

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{\tau(k)h(k)^{1-p}\Gamma(1-p)}{k^{2p}\beta^{1-m}\delta^m\Gamma(1)} F_D^{(2)}\left[1-p, 1-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta}\right] \quad (24)$$

p 最优值 p^* 可表示为

$$p^* = \arg \max_{\substack{p^* \in P \\ P \subseteq (0, 1)}} \left\{ \frac{\tau(k)h(k)^{1-p}\Gamma(1-p)}{k^{2p}\beta^{1-m}\delta^m\Gamma(1)} F_D^{(2)}\left[1-p, 1-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta}\right] \right\} \quad (25)$$

为验证 *NDA-EVM* 及其下限在 Rice 信道的有效性, 将由式(12)得到的 *NDA-EVM* 值、式(24)得到的下限值以及 LTE-A 标准 3GPP TS 36.101 定义的 *EVM* 值进行对比^[16]。Rice 信道下 ($\mu=1, \kappa=10$), 当 $SNR=0$ dB, $\alpha=0.8$ 时, 三者对比如表 1 所示。

表 1 在 Rice 信道下 $NDA-EVM$ 及其下限与 LTE-A 标准 EVM 典型值的对比

调制阶数	LTE-A 标准下 EVM 典型值	本文算法 $NDA-EVM$	本文算法 $NDA-EVM$ 下限值
QAM	72.5%	74.1%	68.4%
16QAM	47.8%	49.5%	44.1%
64QAM	35.9%	38.1%	34.3%

由表 1 可以看出, 当 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道退化为 Rice 信道, 由本文算法求取的 $NDA-EVM$ 与 LTE-A 标准下的典型值较为接近, 且各阶调制模式下的 $NDA-EVM$ 下限值与典型值的差异均小于 8%。

2) Nakagami-m 信道

当 $\kappa \rightarrow 0$ 时, $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道可以化简为 Nakagami-m 信道。由此可得 $\beta = \lim_{\kappa \rightarrow 0} \frac{1}{\mu(1+\kappa)} = \frac{1}{\mu}$, $\delta = \lim_{\kappa \rightarrow 0} \frac{\mu\kappa+m}{\mu(1+\kappa)m} = \frac{1}{\mu}$, $m = \lim_{\kappa \rightarrow 0} \frac{\mu(1+\kappa)^2}{1+2\kappa} = \mu$ 。将其代入式(22), 可化简为

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{\tau(k) h(k)^{\mu-p} \Gamma(\mu-p)}{k^{2p} \mu^{-\mu} \Gamma(\mu)} F_D^{(2)}[\mu-p, \mu-m, m, \mu; -\mu h(k), -\mu h(k)] \quad (26)$$

由文献[15]可知

$$F_D^{(n)}[a, b_1, \dots, b_n, c, x, \dots, x] = {}_2F_1[a, b_1 + \dots + b_n; c; x] \quad (27)$$

式(26)可进一步化简, 得到 $NDA-EVM$ 在 Nakagami-m 信道的下限值为

$$NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} > \frac{\tau(k) h(k)^{m-p} \Gamma(m-p)}{k^{2p} m^{-m} \Gamma(m)} {}_2F_1[m-p, m; m; -mh(k)] \quad (28)$$

其中, p 最优值 p^* 可表示为

$$p^* = \arg \max_{\substack{p^* \in P \\ P \subseteq (0, \mu)}} \left\{ \frac{\tau(k) h(k)^{m-p} \Gamma(m-p)}{k^{2p} m^{-m} \Gamma(m)} {}_2F_1[m-p, m; m; -mh(k)] \right\} \quad (29)$$

同理, 为验证所推下限的有效性, 在 Nakagami-m 信道 ($\kappa=0.01, \mu=1$ 时) 下, 对 LTE-A 标准下的 EVM 典型值、 $NDA-EVM$ 以及其下限值进行对比。当 $SNR=0$ dB, $\alpha=0.9$ 时, 三者对比如表 2 所示。

表 2 在 Nakagami-m 信道下 $NDA-EVM$ 及其下限与 LTE-A 标准 EVM 典型值的对比

调制阶数	LTE-A 标准下 EVM 典型值	本文算法 $NDA-EVM$	本文算法 $NDA-EVM$ 下限值
QAM	75.5%	77.9%	70.2%
16QAM	51.1%	54.3%	49.5%
64QAM	36.5%	39.8%	35.1%

由表 2 可以看出, 在 Nakagami-m 信道, $NDA-EVM$ 与 LTE-A 标准下的典型值较为接近, 且各阶调制模式下的 $NDA-EVM$ 下限值与典型值的差异均小于 10%。

综上所述, 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道退化为 Rice 和 Nakagami-m 典型信道时, $NDA-EVM$ 与 LTE-A 标准下的典型值一致, $NDA-EVM$ 的下限值放缩误差小于 10%, 可以对 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道进行有效的评估。

3 $NDA-EVM$ 特性的理论分析

3.1 下限的参数灵敏度分析

由式(22)可知, $NDA-EVM$ 下限受参数 k 、 μ 、 κ 的影响。参数灵敏度反映了信道参数 κ 、 μ 、调制阶数对 $NDA-EVM$ 下限的影响程度, 通过灵敏度分析可发现 $NDA-EVM$ 下限对哪些参数变化敏感, 从而为分析不同信道下 $NDA-EVM$ 的性能提供理论支撑。

为了量化单参数变化对下限值的影响程度, $NDA-EVM$ 下限的灵敏度分析采用各参数的灵敏度系数进行定量评估。根据文献[17]对灵敏度的定义, 变量参数 x_i 对系统 $y(x)$ 的灵敏度系数 S_{x_i} 可表示为

$$S_{x_i} = \frac{\partial y(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_i}, i=1, 2, \dots, n \quad (30)$$

可以得到参数 k 、 μ 、 κ 的灵敏度系数, 如表 3 所示。

图 1 分别给出了调制参数 k 、信道参数 μ 、 κ 的灵敏度分析曲线。它们反映了其中任意一个变量在其余 2 个变量固定时对 $NDA-EVM$ 下限的影响程度。从图 1 可以看出以下 3 点。1) $|S_k| > |S_\mu| > |S_\kappa|$, 即调制阶数对 $NDA-EVM$ 下限值的影响最大, 信道参数 μ 影响次之, 信道参数 κ 影响最小。2) S_k 、 S_μ 、 S_κ 均为负值, 调制参数 k 、信道参数 μ 、 κ 均与 $NDA-EVM$ 下限负相关, 即任一参数变大, $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的下限均会减小。

表 3 $NDA-EVM$ 下限的参数灵敏度

参数灵敏度	计算式
调制参数 k 对 $NDA-EVM$ 的灵敏度 S_k	$S_k = \left[-\frac{b^2(2+3k)}{2\sigma_n^2} + \frac{b}{\sigma_n + bk} + \frac{-2\mu}{k} \right] NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} + \frac{\tau(k) h(k)^{\mu-p} \Gamma(\mu-p)}{k^{2p} \beta^{\mu-m} \delta^m \Gamma(\mu)} \frac{\partial}{\partial k} F_D^{(2)} \left[\mu-p, \mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta} \right]$
参数 μ 对 $NDA-EVM$ 的灵敏度 S_μ	$S_\mu = [(\mu-p)h(k)^{-1} + \psi(\mu-p) + (1-\ln\beta)(1-\frac{m}{\mu}) + \frac{1-(\kappa+1)^2 \ln\delta}{(2\kappa+1)^2 (\delta)^m} - \psi(\mu)] NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} + \frac{\tau(k) h(k)^{\mu-p} \Gamma(\mu-p)}{k^{2p} \beta^{\mu-m} \delta^m \Gamma(\mu)} \frac{\partial}{\partial \mu} F_D^{(2)} \left[\mu-p, \mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta} \right]$
参数 κ 对 $NDA-EVM$ 的灵敏度 S_κ	$S_\kappa = \left[\ln(\beta)(2\mu\beta - \frac{4m}{1+2\kappa}) + \beta\mu(\mu-m) + \frac{2m \ln\delta}{(1+\kappa)(1+2\kappa)} + \frac{m(1+2\kappa)(m-\mu+2\kappa m-4\kappa\mu)}{\delta[\mu^2(1+\kappa)^4]} \right] NDA-EVM_{\kappa-\mu sh} + \frac{\tau(k) h(k)^{\mu-p} \Gamma(\mu-p)}{k^{2p} \beta^{\mu-m} \delta^m \Gamma(\mu)} \frac{\partial}{\partial \kappa} \left\{ F_D^{(2)} \left[\mu-p, \mu-m, m, \mu; \frac{-h(k)}{\beta}, \frac{-h(k)}{\delta} \right] \right\}$
备注	$\beta = \frac{1}{\mu(1+\kappa)}, \delta = \frac{\mu\kappa+m}{\mu(1+\kappa)m}, m = \frac{\mu(1+\kappa)^2}{(1+2\kappa)^2}, \psi(x) = \frac{d}{dx} \ln \Gamma(x) = \frac{\Gamma'(x)}{\Gamma(x)}$ (Digamma 函数)

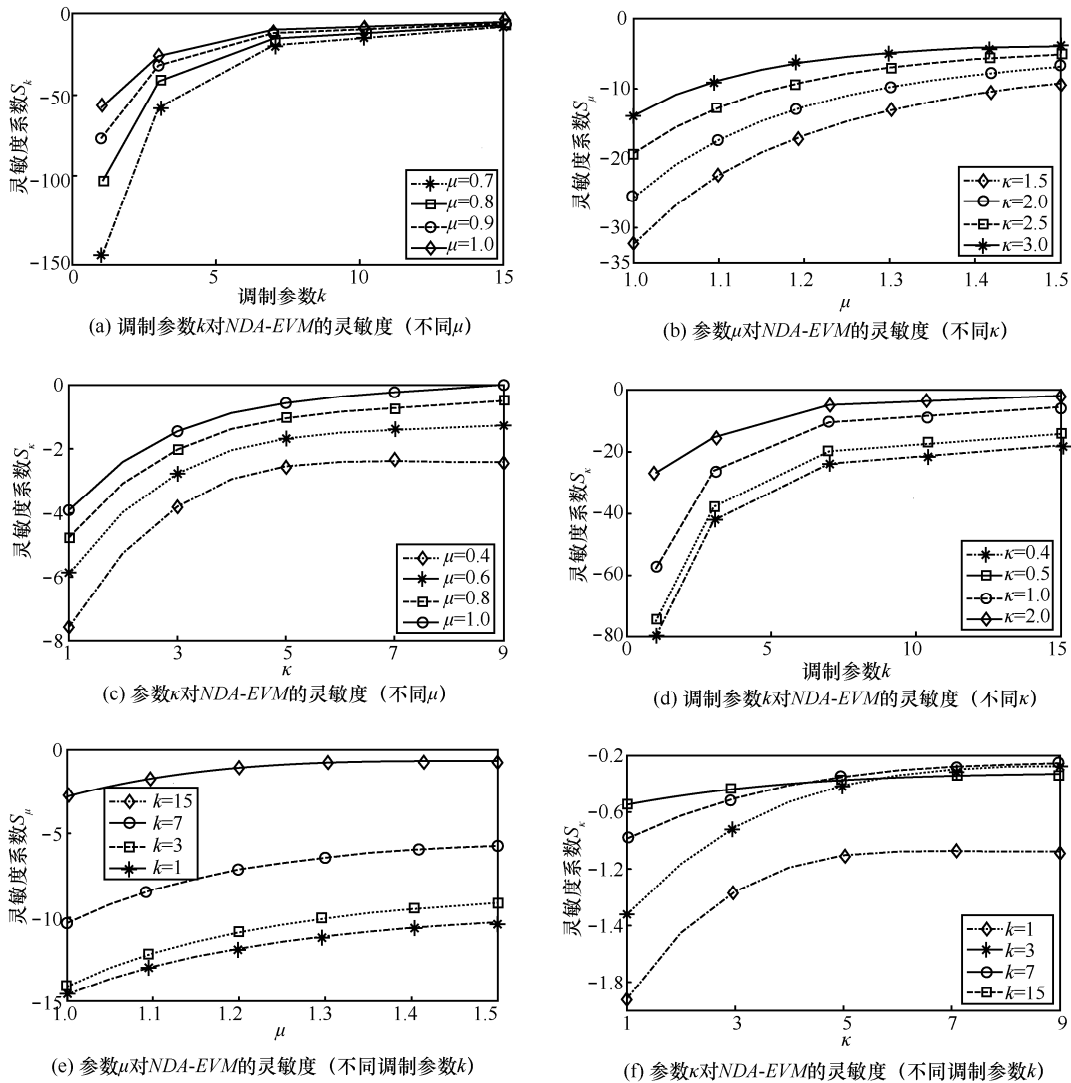


图 1 $NDA-EVM$ 下限的参数灵敏度分析

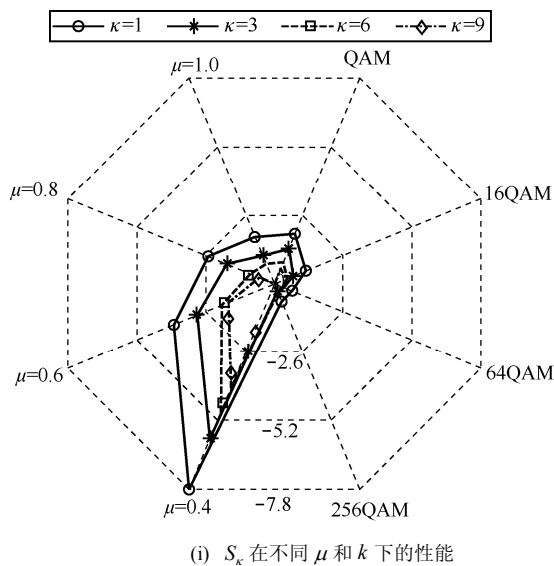
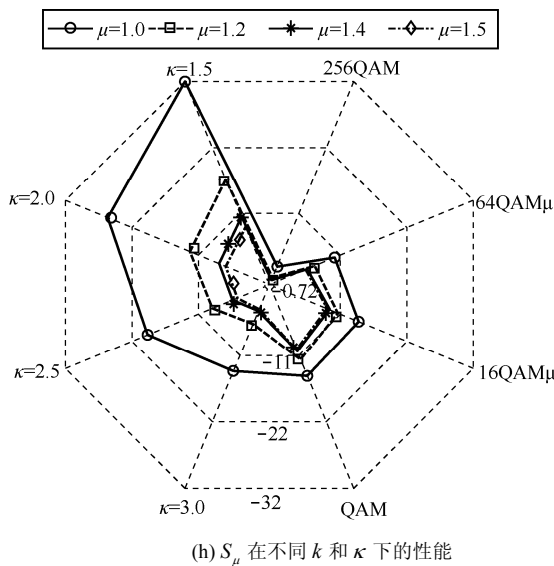
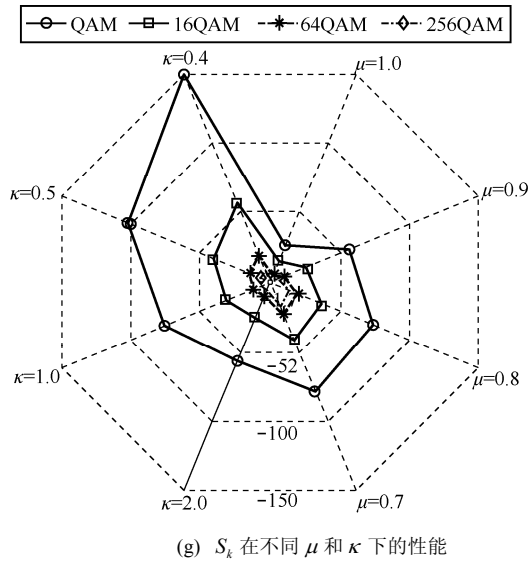


图 1 $NDA-EVM$ 下限的参数灵敏度分析 (续)

3) 调制参数 k 、信道参数 μ 、 κ 的值由小变大, 其灵敏度系数的绝对值由大变小并接近 0, 表明随着 3 种参数值变大, $NDA-EVM$ 下限趋于稳定, 最终收敛。

3.2 低信噪比的紧下界

在求取 $NDA-EVM$ 下限时, 对 $NDA-EVM$ 的闭合式进行放缩, 放缩误差的主要来源于式(12)对后 2 项中“2 个累加项的差”的处理, 下面分析低信噪比下的放缩误差, 记误差项为

$$\begin{aligned} \varepsilon = & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (-b + \lambda_{ji,R}) \varphi \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ & \left. (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] - \\ & \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[\sigma_n (b + \lambda_{ji,R}) \varphi \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) + \right. \\ & \left. (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] \end{aligned} \quad (31)$$

由于符号功率设为 $P_0=1$, 则 $SNR = \frac{1}{2\sigma_n^2}$ 。在低

信噪比下, $\sigma_n \rightarrow \infty$, $\varphi \left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}}$, $\varphi \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}}$; $Q \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \rightarrow \frac{1}{2}$, $Q \left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right) \rightarrow \frac{1}{2}$ 。且 $\sigma_n (-b + \lambda_{jk,R}) \varphi \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \ll (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right)$, 同理, $\sigma_n (b + \lambda_{jk,R}) \varphi \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \ll (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma_n} \right)$, 所以对误差项进一步分析得

$$\begin{aligned} \varepsilon \rightarrow & \frac{2}{k+1} \left[\sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) - \right. \\ & \left. \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) Q \left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma_n} \right) \right] \\ = & \frac{2}{k+1} \left[\sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \frac{1}{2} (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) - \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \frac{1}{2} (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma_n^2) \right] \\ = & 0 \end{aligned} \quad (32)$$

由此可知, 在低信噪比条件下, 误差项趋近于 0,

其物理意义是: 在信噪比很低的条件下, 接收端的星座符号大量的偏离理想星座点, 大概率分布在 $D_{i,R}$ 域中 2 个边缘区域 $D_{0,R}$ 和 $D_{k,R}$, 分布于中间区域 $D_{i,R}$ 的概率很小, 计算 $NDA-EVM$ 时可以将其忽略掉。

图 2 给出了低信噪比情况下 ε 的变化情况, 由图 2 可见, ε 在低信噪比区, 各个调制阶数的 $NDA-EVM$ 均趋近于 0, 与理论的分析吻合。

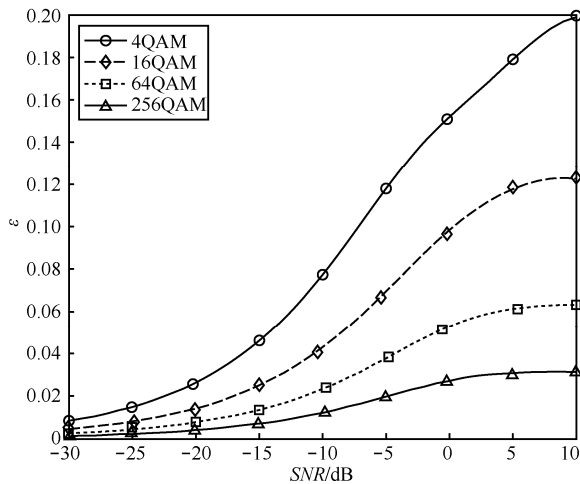


图 2 $NDA-EVM$ 放缩误差与信噪比的关系

另外, 式(14)~式(16)在 $\sigma_n \rightarrow \infty$ 的条件下, 均可以取“=”。因此, 从 $NDA-EVM$ 的表达式可以看出当在低信噪比时, $NDA-EVM$ 的理论值(式(12))与 $NDA-EVM$ 的下限(式(16))近似相等, 有紧下界。

由于在低信噪比下, MQAM 信号的 $NDA-EVM$ 有紧下界, 所以由式(16)推导出的 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的下界在低信噪比区依然是紧下界。

3.3 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的 RMSE

为了验证 $NDA-EVM$ 评估 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的准确性, 本节利用最小均方误差 (RMSE, root mean square error) 对比分析了 $NDA-EVM$ 、 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 这 3 种信道评估参量。RMSE 反映了信道估计值与真实值之间的差异, 它定量给出了 $NDA-EVM$ 、 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 的估计偏差。由于本文假设收发信机理想状态, 在不考虑设备误差的情况下, RMSE 的物理意义是 3 种信道质量评估参量受无线信道影响时的估计偏差。RMSE 越小, 表明信道质量评估值越接近实际值, 越能准确地表征信道质量。由于实际信道具有随机特性, 实际的测试也只能反映某一时刻特定状态的信道特征, 无法反映所有参数变化对信道评估参量的影响, 所以本

文采用蒙特卡洛方法对不同的信道参数逐一扫描, 模拟信道变化时 $NDA-EVM$ 、 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 的评估准确性。为模拟信道的随机特性, 将大量发送数据通过不同信道参数的 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道, 并记录不同信道参数改变下, 由式(12)估计算出的 $NDA-EVM$ 值(记为 ξ_E), 同时接收端利用蒙特卡洛算法, 比较接收星座点与理想星座点的偏差, 进行 $NDA-EVM$ 测算, 将其作为 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的真实值(记为 ξ_R)。经过 10^5 次测算

后, 由 $RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\xi_R - \xi_E)^2}{n}}$, $n=10^5$, 可以计算出 $NDA-EVM$ 的 RMSE。同理, 可得出 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 的 RMSE。

图 3 和图 4 给出了 $NDA-EVM$ 与传统的信道质量评估量 ($DA-SNR$ 和 $DA-EVM$) 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下估值的均方误差曲线。其中, 辅助数据的分布为每 100 个数据符号插入 1 个已知序列的辅助数据符号。由图 3 和图 4 可知: 随着信道参数 μ 的减小, 3 种估计量的 RMSE 均增加, 但 $NDA-EVM$ 估计值与真实值更为接近, RMSE 明显低于传统评估量, 且 μ 值越小, $NDA-EVM$ 与对比统计量在 RMSE 上的差距越明显, 这是因为参数 μ 越小, 信道衰落加剧引起的接收信号畸变越严重^[18], $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 估计速率受辅助数据固定间隔影响无法准确反映信道的快速变化; 同理, 随着信道参数 κ 的减小, 表明衰落造成的信号能量耗散增加^[18], 接收信号恶化, 但 $NDA-EVM$ 估计同样有最小的 RMSE。说明 $NDA-EVM$ 对 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道质量的评估更为准确, 较传统评估量也更为有效。

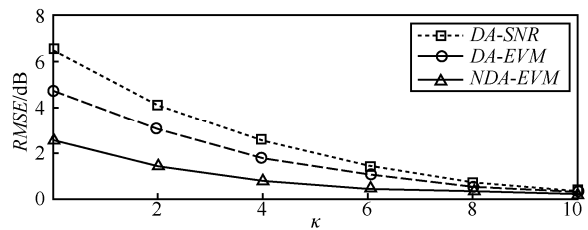


图 3 $\mu=1$, κ 变化时 3 种评估参量的 RMSE

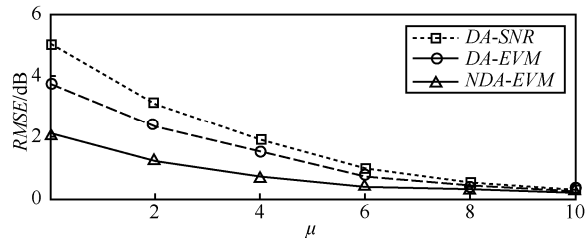


图 4 $\kappa=1$, μ 变化时 3 种评估参量的 RMSE

可以看出, $NDA-EVM$ 估计在不同的信道环境下均有比 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 低的估计误差, 其根本原因在于 $NDA-EVM$ 不受辅助数据间隔的影响, 信道质量评估实时性好。在实际的应用中, 由于 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 是依靠辅助数据 (如导频、前导) 来完成信道质量的测算, 辅助数据的间隔决定了信道质量评估的速度, $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 显然无法跟踪信道的变化。特别是应用到数据分组或自适应调制这类对实时性要求较高的系统中, 系统需要对信道质量实时评估以调整传输参数, 以 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$ 为信道质量评估参量就会因为实时性差导致传输参数的选择错误, 影响系统性能。总之, $NDA-EVM$ 在信道质量估计的实时性和准确性上要优于 $DA-EVM$ 和 $DA-SNR$, 可为实际通信系统中自适应调制门限的精确选取、时变信道下的传输策略优化以及系统接收性能的准确预测提供理论参考。

4 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下 $NDA-EVM$ 的性能仿真

为了对 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下可以达到的性能界限进行分析, 本节采用蒙特卡洛法进行仿真实验。仿真模拟了 SISO 系统, 对通过 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的 MQAM 信号进行 $NDA-EVM$ 测算, 将经过 10^5 次测算的 $NDA-EVM$ 算术平均后作为其在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的理论值, 通过与文本估计值进行仿真对比, 分析不同信道参数下 $NDA-EVM$ 的性能。

4.1 不同调制阶数 MQAM 符号的 $NDA-EVM$ 下限

图 5 给出了在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下 $NDA-EVM$ 下限在不同调制阶数下的性能。信道参数为 $\kappa=0.85$, $\mu=0.55$, 在此信道参数下通过数值搜索确定出各调制阶数 $NDA-EVM$ 下限值的最优 p^* , 其中 QAM ($p^*=0.28$), 16QAM ($p^*=0.26$), 64QAM ($p^*=0.2025$)。由图 5 可知: 1) 低信噪比下 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的下限接近理论值, 这种特性在第 3.2 节中进行了详细的分析。值得注意的是, 当信噪比不断增加时, $NDA-EVM$ 的下限值不断减小直至收敛; 2) $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的下限值受调制阶数的影响较大, 调制阶数越高, $NDA-EVM$ 下限越低, 这种现象可由调制阶数对 $NDA-EVM$ 下限的灵敏度特性得出解释。

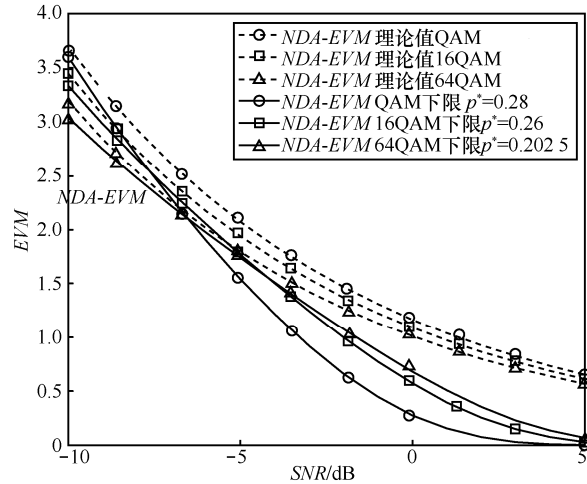


图 5 不同调制阶数 MQAM 符号在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的 $NDA-EVM$ 下限

4.2 不同信道参数 μ 的 $NDA-EVM$ 下限

图 6 比较了 QAM 信号在 μ 参数变化时 $NDA-EVM$ 下限与理论值的性能差异。由图 6 可知: 1) 低信噪比使 $NDA-EVM$ 下限值逼近于理论值, 随着信噪比增加 $NDA-EVM$ 下限最终收敛; 2) 随着信道参数 μ 的增加, $NDA-EVM$ 下限值不断降低, 这是由于参数 μ 表示了衰落信道的直视径能量的集中程度^[2], 参数 μ 越大, 直视径能量越集中, $NDA-EVM$ 有较低的下限值。同时, 由灵敏度分析可知, 参数 μ 对下限值的影响较大, 较小的 μ 变化将造成 $NDA-EVM$ 下限的较大波动。

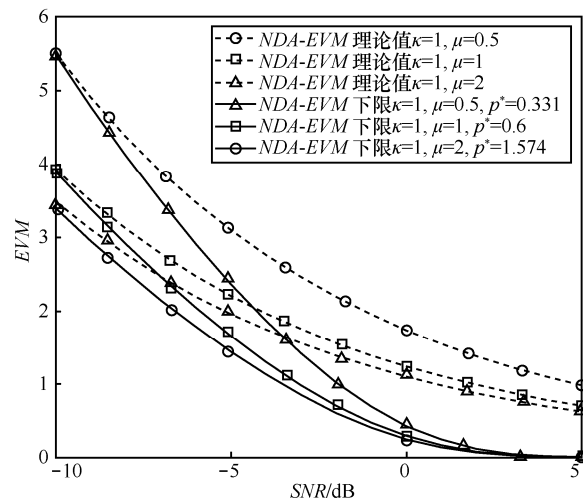
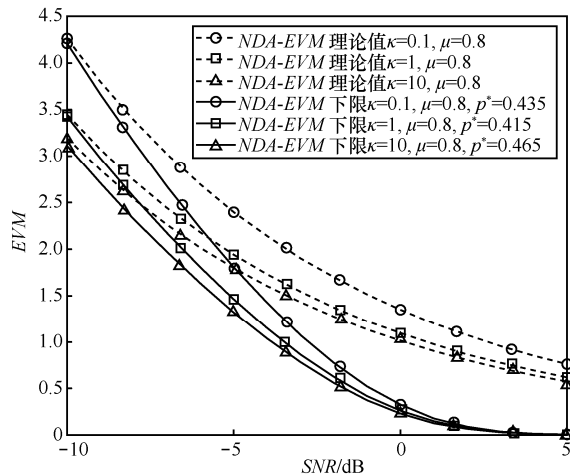


图 6 不同信道参数 μ 的 $NDA-EVM$ 下限

4.3 不同信道参数 κ 的 $NDA-EVM$ 下限

图 7 比较了 QAM 信号在 κ 参数变化时 $NDA-EVM$ 下限与理论值的性能差异。

图7 不同信道参数 κ 的 $NDA-EVM$ 下限

由图7可知: 1) 与前文分析一样, 在不同信道参数 κ 的衰落信道中, $NDA-EVM$ 下限与理论值在低信噪比下有较小差距, 随着信噪比增加 $NDA-EVM$ 下限最终收敛; 2) 随着信道参数 κ 的增加, $NDA-EVM$ 下限值不断降低, 这是由于参数 κ 表示了信道衰落下接收端信号能量的集中程度^[2], 参数 κ 越大, 衰落造成的能量耗散越小, 因此 $NDA-EVM$ 有较低的下限值。同时, 由参数的灵敏度分析可知, 相较其他参数, κ 的变化对 $NDA-EVM$ 下限的影响最小。

5 结束语

本文提出一种基于 $NDA-EVM$ 对 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道进行理论分析的方法。通过最大似然准则建立了衰落信道下 $NDA-EVM$ 统一的计算模型; 并以衰落因子为中间变量, 建立了 $NDA-EVM$ 与 $\kappa-\mu$ 分布的联系, 据此推导了 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的理论表达式, 给出了 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道可能达到的理论下限, 并化简了理论下限在几种典型信道(Rice信道和Nakagami-m信道)下的退化表达式。进一步地, 对所推导的 $NDA-EVM$ 下限进行参数灵敏度、紧下界以及信道评估参量的 $RMSE$ 对比分析, 并通过仿真模拟 $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道下的性能。结果表明: 1) 相较传统的 $DA-SNR$ 和 $DA-EVM$, $NDA-EVM$ 对 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的评估具有更小的 $RMSE$ 值, 评估结果更为准确有效; 2) 推导的 $NDA-EVM$ 下限在低 SNR 区域更接近理论值; 3) $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道的理论下限受到调制阶数、参数 κ 和 μ 的影响, 其中受调制阶数影响程度最大, 参数 μ 次之,

参数 κ 最小; 4) 理论下限均与调制阶数、参数 κ 和 μ 负相关变化, 即理论下限均随着参数的增大而降低。简言之, $NDA-EVM$ 在 $\kappa-\mu$ 阴影衰落信道定量分析具有广泛的理论意义和工程应用价值, 可为自适应调制门限的精确选取、时变信道下传输策略的优化以及系统接收性能的准确预测提供理论参考。

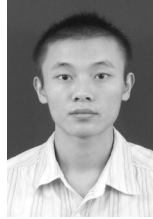
参考文献:

- [1] YACOUB M D. The $\kappa-\mu$ distribution: a general fading distribution[C]//Vehicular Technology Conference, 2001: 1427-1431.
- [2] YACOUB M D. The $\kappa-\mu$ distribution and the $\eta-\mu$ distribution[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2007, 49(1): 68-81.
- [3] HANZO L, NG S X, WEBB W T, et al. Quadrature amplitude modulation: from basics to adaptive trellis-coded, turbo-equalised and space-time coded OFDM, CDMA and MC-CDMA systems[M]. IEEE Press-John Wiley, 2004.
- [4] SHAFIK R A, RAHMAN M S, ISLAM A H M R, et al. On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis[C]// ICET06. International Conference on Emerging Technologies, 2006: 27-31.
- [5] 周峰, 张睿, 高攸纲, 等. 五种失真因素综合作用下的 EVM[J]. 电子学报, 2012, 40(3): 607-610.
ZHOU F, ZHANG R, GAO Y G, et al. Error vector magnitude by five distortion factors[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(3): 607-610.
- [6] 游长江, 朱晓维, 柳靖, 等. 基于射频前端的动态频谱共享无线通信系统工作信道选择分析[J]. 通信学报, 2011, 32(4): 147-152.
YOU C J, ZHU X W, LIU J. Analysis of operational channel selection of dynamic spectrum sharing wireless communication system based on RF front-end[J]. Journal on Communications, 2011, 32(4): 147-152.
- [7] CHOUITEM R. EVM based AMC for an OFDM system[C]//Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2010. IEEE, 2010: 1-5.
- [8] LIU R, LI Y, CHEN H, et al. EVM estimation by analyzing transmitter imperfections mathematically and graphically[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2006, 48(3): 257-262.
- [9] GEORGIADIS A. Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004, 53(2): 443-449.
- [10] THOMAS V A, KUMAR S, KALYANI S, et al. Error vector magnitude analysis of fading SIMO channels relying on MRC reception[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1786-1797.
- [11] MAHMOUD H A, ARSLAN H. Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(5): 2694-2704.
- [12] SEN S, SANTHAPURI N, CHOUDHURY R R, et al. AccuRate: constellation based rate estimation in wireless networks[C]//NSDI. 2010: 175-190.
- [13] PARIS J F. Statistical characterization of $\kappa-\mu$ shadowed fading[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(2): 518-526.
- [14] ALAN J, DANIEL Z. Table of integrals, series and products (7th ed)[M]. New York: Academic, 2007.
- [15] EXTON H. Multiple hypergeometric functions and applications[M]. Halsted Press, Ellis Horwood, 1976.

[16] 3GPP TS 36.101. User Equipment (UE) radio transmission and reception[S]. 2010.

[17] SALTELLI A, CHAN K, SCOTT E M. Sensitivity analysis[M]. New York: Wiley, 2000.

[18] COTTON S L. Second-order statistics of κ - μ shadowed fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(10): 8715-8720.



简鑫 (1987-), 男, 四川自贡人, 博士, 重庆大学副教授, 主要研究方向为统计数学、无线通信理论与技术、流量分析理论等。

[作者简介]



杨凡 (1983-), 男, 湖北广水人, 重庆大学博士生, 重庆金美通信有限责任公司高级工程师, 主要研究方向为无线宽带自适应传输、无线通信网络、下一代移动通信技术、无线通信中的编码技术等。



杜得荣 (1983-), 男, 山东菏泽人, 重庆大学博士生, 主要研究方向为无线信道建模。



曾孝平 (1956-), 男, 四川广安人, 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为航空移动通信、下一代移动通信、生物信号处理等。



谭晓衡 (1976-), 男, 重庆人, 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为下一代移动通信、通信信号处理等。



毛海伟 (1994-), 男, 湖南邵阳人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为无线宽带自适应传输。



高乙文 (1987-), 女, 重庆人, 中国移动通信集团重庆有限公司校园中心经理, 主要研究方向为移动通信网络、下一代移动通信系统等。